



OFICINA ESPAÑOLA DE  
PATENTES Y MARCAS

ESPAÑA



⑪ Número de publicación: **2 153 314**

⑫ Número de solicitud: 009900367

⑤① Int. Cl.<sup>7</sup>: H05B 41/288  
H05B 41/36

⑫

## SOLICITUD DE PATENTE

A1

⑫② Fecha de presentación: **17.02.1999**

⑫③ Fecha de publicación de la solicitud: **16.02.2001**

⑫③ Fecha de publicación del folleto de la solicitud:  
**16.02.2001**

⑦① Solicitante/s:  
**UNIVERSIDAD DE CANTABRIA**  
Avda. de los Castros, s/n  
39005 Santander, Cantabria, ES

⑦② Inventor/es:  
**Azcondo Sánchez, Francisco Javier;**  
**Bracho del Pino, Salvador y**  
**Brañas Reyes, Christian**

⑦④ Agente: **No consta**

⑤④ Título: **Sistema electrónico de arranque suave y de optimización de la transferencia de energía para lámparas de descarga.**

⑤⑦ Resumen:

Sistema electrónico de arranque suave y de optimización de la transferencia de energía para lámparas de descarga.

La presente invención consiste en un sistema electrónico de conversión de potencia para conseguir el encendido y control de las lámparas de descarga. Cuenta con los siguientes elementos: (1) Un convertidor electrónico de potencia que transforma corriente alterna de la red en continua. (2) Un convertidor electrónico de potencia de corriente continua a alterna de alta frecuencia (cc/ca). (3) Un circuito resonante de autoinductancias y condensadores. Los elementos (2) y (3) constituyen el inversor resonante. (4) La lámpara; de baja presión de mercurio o bien de alta presión de: sodio, mercurio o halógenos metálicos. (5) El circuito de control del elemento (2) que genera una señal con un valor de frecuencia y ancho de pulso ajustable. (6) Un temporizador u otro sistema de decisión de jerarquía superior. Se enciende la lámpara mediante una aproximación suave al punto de operación. En régimen de encendido se establece automáticamente la frecuencia de operación y el ancho de pulso de control según criterios de optimización de transferencia de potencia a la lámpara para diferentes niveles de luminosidad. El sistema presenta las ventajas de eliminar efectos estroboscópicos y reducir los niveles de tensión e intensidad que soportan los componentes.

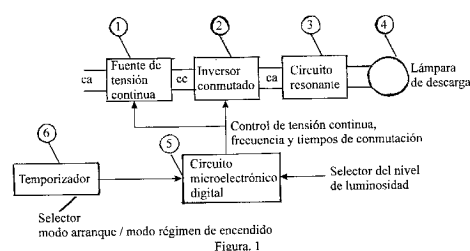


Figura. 1

ES 2 153 314 A1

## DESCRIPCION

Sistema electrónico de arranque suave y de optimización de la transferencia de energía para lámparas de descarga.

5 **Objeto de la invención**

La presente invención consiste en un sistema electrónico de conversión de potencia que incluye un elemento que controla la frecuencia y los tiempos de conmutación de los semiconductores del convertidor de potencia (cc/ca) para conseguir: a) el encendido de las lámparas de descarga, b) el funcionamiento en condiciones nominales y c) el control de luminosidad de las lámparas de descarga, permitiendo utilizar el mismo circuito de potencia para el encendido y el funcionamiento en régimen permanente y minimizando el nivel de tensión e intensidad en los componentes del convertidor de potencia, la autoinductancia, condensadores y en la propia lámpara. El sistema permite transferir diversos niveles de energía a la lámpara para controlar su nivel de luminosidad haciendo casi mínima la energía reactiva en el circuito resonante, lo que acerca el nivel de intensidad a través de los componentes del sistema al mínimo imprescindible para conseguir la transferencia de energía deseada a la lámpara. El control de luminosidad se realiza mediante un circuito digital sin tomar medidas de tensión o intensidad en la lámpara lo que simplifica el sistema. Se consigue además que en todos los periodos de conmutación de los dispositivos de potencia, esta conmutación se realice a tensión cero, minimizando potencia disipada en los dispositivos semiconductores. La selección entre el modo de arranque y el modo de régimen permanente puede realizarse mediante el elemento numerado como 6 en la figura. 1 un temporizador u otro sistema de jerarquía superior. En régimen permanente la selección del nivel de luminosidad puede realizarse generando señales de manera directa (manual) o mediante un control automático de jerarquía superior.

25 **Antecedentes de la invención**

Los circuitos que consiguen arrancar y mantener en funcionamiento en régimen permanente las lámparas de descarga se les denomina comúnmente balastos, siendo balastos electrónicos los que utilizan dispositivos electrónicos para realizar esta función. Existen productos comerciales para tubos fluorescentes que son verdaderos balastos electrónicos pero sin la optimización de la funcionalidad que aquí se describe ya que no existe un control de la tensión de encendido. En cuanto al control de luminosidad; o bien no se realiza controlando al mismo tiempo la frecuencia de conmutación y los tiempos de conmutación, o bien se utilizan sistemas de realimentación de tensión o intensidad que hacen que el sistema final sea más complejo y que no garantizan la conmutación a tensión cero de los semiconductores de potencia.

En lo referente a lámparas de descarga; de alta presión de sodio, de mercurio o halogenuros metálicos, no existen balastos electrónicos como productos comerciales. En fase de investigación existen sistemas que realizan el arranque de la lámpara con un circuito resonante conmutando a otro circuito resonante para funcionar en régimen permanente. Otros sistemas realizan una conmutación electrónica para conseguir la sobretensión de arranque sin utilizar un sistema electrónico para el control en régimen permanente. En cualquier caso son sistemas sin control de los niveles de tensión e intensidad en el encendido. En régimen permanente, tras el encendido, no existe como producto comercial un control electrónico del nivel de luminosidad para las lámparas de descarga. En fase de investigación se conocen sistemas que controlan el nivel de luz minimizando la energía reactiva en el circuito resonante pero realimentando con una medida de intensidad y sin garantizar la conmutación a tensión cero de los semiconductores de potencia.

**Bibliografía**

- [1] N. Mohan, T.M. Undeland, W.P. Robbins. *Power Electronics: Converters, Applications and Design*. John Wiley & Sons. 1995, 2ª Edición.
- [2] J.J. De Groot, J.A.J.M Van Vliet. *The High-Pressure Sodium Lamp*. Macmillan Education Ltd. 1986 Kluwer Technische Boeken.
- [3] M.K. Kazimierczuk, D. Czarkowski. *Resonant Power Converters*. John Wiley & Sons. 1995.
- [4] Instituto para la Diversificación y Ahorro de la Energía IDEA, Comité Español de Iluminación CEI. *Cuadernos de Eficiencia Energética en Iluminación*. IDAE-CEI. 1996.

**Descripción de la invención**

Para conseguir encender la lámpara es necesario que los dispositivos de potencia del convertidor cc/ca conmuten a una frecuencia en la que el circuito resonante presente suficiente ganancia de tensión.

El circuito resonante se construye bajo la especificación de presentar la ganancia en tensión necesaria para que en la lámpara se mantenga la tensión nominal tras encendido en régimen permanente, lo que ocurrirá cuando la frecuencia de la tensión alterna de entrada al circuito resonante sea de un valor determinado,  $f_p$ . La frecuencia  $f_p$  se consigue controlando la conmutación de los dispositivos electrónicos del elemento 2), inversor cc/ca. En el diseño del circuito resonante se especifica también que a  $f_p$  el primer armónico de intensidad por el circuito resonante, con la lámpara conectada y encendida en condiciones nominales, presente un cierto retraso con respecto al primer armónico de tensión.

Como antes de conseguir el arranque de la lámpara ésta presenta un valor de impedancia equivalente asimilable a un circuito abierto, es posible a determinadas frecuencias de conmutación conseguir que la ganancia en tensión del circuito resonante sea suficientemente grande como para encender la lámpara, sin embargo iniciar la conmutación a frecuencias de máxima ganancia puede llevar a la destrucción de los componentes del sistema electrónico de potencia.

Se comprueba que un sistema que introduce un acercamiento paulatino de la frecuencia de conmutación desde un valor suficientemente elevado hasta la frecuencia donde se enciende la lámpara, consigue valores de tensión de encendido menores y también un menor nivel de intensidad por los semiconductores y el circuito resonante. Este sistema permite realizar encendidos con componentes cuyas especificaciones sean menos restrictivas. Hasta ahora se ha comprobado su éxito con lámparas de hasta 250W de vapor de sodio a alta presión pero el sistema es aplicable a lámparas de mayor potencia.

Una vez conseguido el encendido queda determinada la correspondencia entre la amplitud de la tensión de entrada al circuito resonante, el tiempo de conducción en cada periodo de los semiconductores (ancho de pulso) y la frecuencia de conmutación para conseguir diferentes niveles de potencia transferida a la lámpara a la vez que la potencia reactiva en el circuito resonante se minimiza y se mantiene la conmutación a tensión cero. Los niveles de potencia en la lámpara y el modo de conmutación a tensión cero en los transistores se garantiza durante todo el tiempo de vida de la lámpara admitiendo un mínimo retraso de fase de la corriente por el circuito resonante respecto al flanco de conmutación de la tensión de entrada al circuito resonante. Este retraso admitido se calcula utilizando la resistencia equivalente de la lámpara al final de su tiempo de vida (máximo envejecimiento). Los correspondientes valores de tensión de alimentación del inversor, ciclo de trabajo (ancho de pulso) y frecuencia de conmutación, que definen cada punto de operación, se graban en una memoria electrónica digital de forma que los diferentes puntos de funcionamiento con los que se obtienen diferentes niveles de luz, inferiores al nominal, sean también puntos donde la energía reactiva en el circuito resonante sea mínima, manteniendo la conmutación a tensión cero.

### Ventajas que ofrece la invención

- 1) En los sistemas comerciales alimentados a 50Hz se produce un efecto de reencendido en cada semiciclo de alimentación que es origen del denominado efecto estroboscópico que el sistema de esta invención elimina al alimentar la lámpara a alta frecuencia.
- 2) El encendido suave de la lámpara consigue reducir el nivel de tensión de encendido y de intensidad por los componentes. Como consecuencia de esto los componentes necesarios para realizar el circuito requieren prestaciones menos estrictas, son más baratos, de menor tamaño y se consigue un tiempo de vida mayor reduciendo el mantenimiento.
- 3) El control que optimiza la transferencia de potencia a hacia la lámpara hace que en régimen permanente la intensidad a través de los componentes sea mínima. Como consecuencia de esto los componentes necesarios para realizar el circuito requieren prestaciones menos estrictas, son más baratos, de menor tamaño y se consigue un tiempo de vida mayor reduciendo el mantenimiento.
- 4) El control permite variar la luminosidad de la lámpara frente a otros sistemas comerciales que sólo permite establecer condiciones de encendido y apagado.
- 5) Al ser electrónico el sistema es susceptible de ser controlado por otro sistema de jerarquía superior de conexión por hilos independientes, a través de la red eléctrica, por infrarrojos, radio-frecuencia, etc.

### Ejemplo de realización

Como ejemplo de realización se describe a continuación una aplicación para el caso de una lámpara de vapor de sodio de alta presión [2] de 250W. El circuito inversor resonante es del tipo LCC [3] según se indica en la figura 2 (b). La tensión de alimentación continua se establece para este ejemplo en un valor

Vdc=310V que se obtiene de la tensión de red rectificada. El valor de Vdc puede ser otro y el sistema de obtención de la tensión Vdc no es objeto de esta patente.

El circuito LCC resonante serie paralelo se comporta como un filtro suficientemente selectivo como para que los cálculos de diseño se realicen utilizando los primeros armónicos de las tensiones e intensidades que se producen. La resistencia  $R_{lamp}$  conectada al circuito LCC (figura. 2) representa la resistencia equivalente de alta frecuencia de la lámpara después de encendida. El valor de resistencia equivalente de la lámpara apagada es muy elevado en comparación con el de la lámpara encendida. La conmutación entre ambos valores se asume instantáneo en el estudio del encendido.

Para el análisis del circuito resonante definimos las expresiones:

$$\omega_s = \frac{1}{\sqrt{LC_s}} \quad (1)$$

$$Z_s = \omega_s L = \frac{1}{\omega_s C_s} \quad (2)$$

$$Q_s = \frac{Z_s}{R} \quad (3)$$

$$\omega_p = \frac{1}{\sqrt{LC_p}} \quad (4)$$

$$Z_p = \omega_p L = \frac{1}{\omega_p C_p} \quad (5)$$

$$Q_p = \frac{R}{Z_p} \quad (6)$$

Donde  $\omega_s$  es la frecuencia de resonancia de la rama serie para la cual el voltaje en la bobina L y el condensador  $C_s$  tienen igual amplitud pero están en oposición de fase,  $Z_s$  es la impedancia característica de la bobina y del condensador  $C_s$  a la frecuencia  $\omega_s$ . El índice  $Q_s$  es el factor de calidad de resonancia serie. Un análisis similar se hace para el caso de la bobina y el condensador  $C_p$ .

La relación entre cada uno de los parámetros definidos anteriormente es función de la relación de condensadores que se elija de acuerdo a las expresiones:

$$\omega_s = \frac{\omega_p}{\sqrt{\frac{C_s}{C_p}}} \quad (7)$$

$$Z_s = \frac{Z_p}{\sqrt{\frac{C_s}{C_p}}} \quad (8)$$

$$Q_s = \frac{1}{Q_p \cdot \sqrt{\frac{C_s}{C_p}}} \quad (9)$$

El módulo de la función de transferencia se obtiene a partir de un divisor de tensión como:

$$|H_v| = \frac{V_{lamp}}{V_{AB1}} = \frac{1}{\sqrt{\left[1 - \left(\left(\frac{\omega}{\omega_s}\right)^2 - 1\right)\left(\frac{\omega_s}{\omega_p}\right)^2\right]^2 + Q_s^2 \left[\frac{\omega}{\omega_s} - \frac{\omega_s}{\omega}\right]^2}} \quad (10)$$

La ecuación (10) está representada en la figura 3. La relación fijada para los condensadores adecuada para esta aplicación es  $C_s=3C_p$ .

Para bajos valores del factor de calidad  $Q_p$  (lámpara encendida) la red LCC tiende a comportarse como un circuito con frecuencia de resonancia a  $\omega_s$ , siendo la tensión de salida igual a la de entrada a esa frecuencia. Para valores de  $Q_p$  elevados (lámpara apagada) y una relación de  $C_s/C_p>1$ , el circuito presenta ganancia de tensión, siendo máxima a la frecuencia de resonancia del circuito definida por:

$$\omega_r^2 = \omega_s^2 + \omega_p^2 \quad (11)$$

Desarrollando (11) se obtiene:

$$\omega_r = \frac{1}{\sqrt{L \cdot \frac{C_s C_p}{C_s + C_p}}} \quad (12)$$

El módulo de la impedancia de entrada al circuito resonante se obtiene a partir de la expresión:

$$\frac{|Z_i|}{Z_p} = Q_p \sqrt{\left[ \frac{1}{1 + \left( \frac{\omega}{\omega_p} Q_p \right)^2} \right]^2 + \left[ \frac{\frac{\omega}{\omega_p} Q_p}{1 + \left( \frac{\omega}{\omega_p} Q_p \right)^2} - Q_s \left( \frac{\omega}{\omega_s} - \frac{\omega_s}{\omega} \right) \right]^2} \quad (13)$$

Para el cálculo de las corrientes en el inversor obtenemos el primer armónico de la tensión de entrada  $V_{AB}$  al circuito resonante mediante el desarrollo de Fourier.

$$V_{AB1} = \left[ \frac{4V_{dc}}{\pi} \cos(1-D) \frac{\pi}{2} \right] \cdot \sin(\omega t) \quad (14)$$

Donde  $V_{dc}$  es la tensión de alimentación del inversor y  $D$  es el ciclo útil definido según la figura 4. Conociendo el valor del módulo de la impedancia de entrada calculamos el módulo de la corriente de entrada al circuito como:

$$\hat{I}_i = \frac{\hat{V}_{AB1}}{|Z_i|} = \frac{4V_{dc} \cdot \cos(1-D) \frac{\pi}{2}}{\pi \cdot Z_p \cdot Q_p} \sqrt{\frac{\left( 1 + \left( \frac{\omega}{\omega_p} Q_p \right)^2 \right)^2}{1 + \left( \frac{\omega}{\omega_p} Q_p - Q_s \left( \frac{\omega}{\omega_s} - \frac{\omega_s}{\omega} \right) \left( 1 + \left( \frac{\omega}{\omega_p} Q_p \right)^2 \right) \right)^2}} \quad (15)$$

Para altos valores del factor de calidad  $Q_p$  y a la frecuencia de resonancia del circuito  $\omega_r$ , la corriente de entrada es máxima.

La fase de la corriente de entrada al circuito, la calculamos tomando como referencia a  $V_{AB1}$ , según la expresión:

$$\phi_{I_i} = \tan^{-1} \left[ Q_p \frac{\omega}{\omega_p} - Q_s \left( \frac{\omega}{\omega_s} - \frac{\omega_s}{\omega} \right) \left( 1 + \left( \frac{\omega}{\omega_p} Q_p \right)^2 \right) \right] \quad (16)$$

Una vez encendida la lámpara, con el objetivo de reducir las pérdidas de conmutación es preferible trabajar el inversor en el modo de conmutación a tensión cero (ZVS) [1]. Para que se produzca el modo ZVS es necesario que la corriente presente un retraso de fase respecto a la tensión de entrada al circuito resonante.

El valor máximo de la corriente por la lámpara se calcula aplicando el divisor de corriente correspondientes. La expresión para el módulo de la corriente por la lámpara queda como:

$$\hat{I}_{lamp} = \frac{4V_{dc} \cdot \cos(1-D) \frac{\pi}{2}}{\pi \cdot Z_p \cdot Q_p} \sqrt{\frac{1 + \left( \frac{\omega}{\omega_p} Q_p \right)^2}{1 + \left( \frac{\omega}{\omega_p} Q_p - Q_s \left( \frac{\omega}{\omega_s} - \frac{\omega_s}{\omega} \right) \left( 1 + \left( \frac{\omega}{\omega_p} Q_p \right)^2 \right) \right)^2}} \quad (17)$$

Para evitar un funcionamiento inestable especialmente durante el tiempo de calentamiento de la lámpara es interesante aprovechar el punto de funcionamiento del circuito resonante donde el comportamiento es como fuente de corriente constante independiente el valor de la carga.

5 Conociendo la tensión aplicada a la lámpara y la corriente que circula por ella tenemos los datos necesarios para determinar la potencia aplicada a la misma. Se obtiene la siguiente expresión para determinar la potencia entregada a la lámpara:

$$10 \quad P_{\text{lamp}} = \frac{8 \cdot V_{\text{dc}}^2 \cos^2(1-D) \frac{\pi}{2}}{\pi^2 \cdot Z_p \cdot Q_p} \cdot \frac{1 + \left(\frac{\omega}{\omega_p} Q_p\right)^2}{1 + \left(\frac{\omega}{\omega_p} Q_p - Q_s \left(\frac{\omega}{\omega_s} - \frac{\omega_s}{\omega}\right) \left(1 + \left(\frac{\omega}{\omega_p} Q_p\right)^2\right)\right)^2} \quad (18)$$

15 En la expresión (18) queda claro que la potencia aplicada a la lámpara es función de la frecuencia y del ciclo de trabajo D.

*Secuencia de diseño aplicando el criterio de control cuasi óptimo*

20 El primer paso para definir la secuencia de diseño es fijar la frecuencia de funcionamiento a máxima potencia la cual se sitúa alrededor de  $\omega_p$  porque se garantiza el modo de conmutación a tensión cero ZVS [1] y un comportamiento aproximado al de una fuente de corriente. El resto de las condiciones de diseño que son necesarias conocer son, tensión de alimentación del inversor  $V_{\text{dc}}$ , potencia de la lámpara  $P_{\text{lamp}}$  y tensión de la lámpara al inicio y final de su tiempo de vida  $V_{\text{lamp1}}$  y  $V_{\text{lamp2}}$ .

25 Debido a la diferencia de fase entre la corriente y la tensión de entrada al circuito resonante la transferencia de potencia a la lámpara no es completa ya que existe un cierto nivel de voltio-amperios reactivos. La potencia absorbida por el circuito resonante y la que es devuelta a la fuente de alimentación  $V_{\text{dc}}$  se calculan de acuerdo a las expresiones:

$$30 \quad P_A = \frac{V_{\text{dc}} \hat{I}_i}{\pi} \left[ 1 - \cos\left((1+D)\frac{\pi}{2} - \phi_i\right) \right] \quad (19)$$

$$35 \quad P_r = \frac{V_{\text{dc}} \hat{I}_i}{\pi} \left[ \cos\left((1-D)\frac{\pi}{2} - \phi_i\right) - 1 \right] \quad (20)$$

40 Donde D es el ciclo útil,  $I_i$  es la corriente pico de entrada y  $\phi_i$ , es la fase de la corriente de entrada medida respecto al primer armónico de la tensión  $V_{\text{AB}}$ . Conociendo la potencia que absorbe el circuito resonante y la potencia que se disipa en la lámpara podemos establecer el siguiente índice para evaluar la transferencia de potencia a la lámpara:

$$45 \quad T = \frac{P_{\text{lamp}}}{P_A} \quad (21)$$

El punto de operación óptimo sería aquel donde se consigue que la transferencia de potencia a la lámpara fuera completa ( $T=1$ ), es decir, el nivel de reactiva se anula.

50 Sin embargo, la existencia de un cierto nivel de reactiva garantiza el modo de conmutación suave que reduce las pérdidas en el inversor.

55 En la medida que D disminuye, la potencia que regresa a la fuente de alimentación disminuye. Para un valor de  $D_{\text{min}}$ , la potencia  $P_r$  se anula. Trabajando con un  $D_{\text{min}}$ , la potencia reactiva en el circuito resonante se anula completamente pero cuando varíen las características eléctricas de la lámpara debido al envejecimiento [4], se pierde el modo de conmutación ZVS.

60 El envejecimiento de la lámpara produce un aumento de su tensión nominal, aumentando el  $D_{\text{min}}$  necesario para mantener el modo ZVS respecto al valor inicial estando la lámpara nueva. Sin embargo es importante indicar que utilizando ciclos de trabajo D superior y en el entorno de  $D_{\text{min}}$  apenas aumenta  $P_r$  ya que la disminución de  $P_r$  con D es asintótica según la expresión (20).

De acuerdo a este análisis planteamos para el inversor LCC el método de control cuasi óptimo que consiste en reducir  $P_r$  sin anularlo completamente garantizando esta situación durante todo el tiempo de vida de la lámpara. Para el valor mínimo de ciclo de trabajo  $D_{\min}$  el desfase se obtiene como:

$$\phi_i = \frac{(1-D_{\min})\pi}{2} \quad (22)$$

El margen de seguridad en el ciclo de trabajo es introducido resolviendo la ecuación (23) para la tensión al final del tiempo de vida de la lámpara:

$$D_T = 1 - \frac{2}{\pi} \cdot \text{Tan}^{-1} \left[ \frac{\left( \frac{4V_{dc}}{\pi\sqrt{2}V_{lamp2}} \right)^2 \cdot \cos^2(1-D_T) \frac{\pi}{2} \frac{C_p}{C_s}}{\sqrt{\left( \frac{4V_{dc}}{\pi\sqrt{2}V_{lamp2}} \right)^2 \cdot \cos^2(1-D_T) \frac{\pi}{2} - \left( \frac{C_p}{C_s} \right)^2}} \right] \quad (23)$$

En la solución anterior se acepta una cierta cantidad de potencia reactiva en los componentes del circuito resonante, de ahí el nombre de “control cuasi óptimo”. La ventaja radica en la simplicidad del circuito al no ser necesario un lazo de realimentación para garantizar el modo ZVS ante el envejecimiento de la lámpara.

El factor de calidad serie  $Q_s$  se calcula para las condiciones de trabajo al inicio del tiempo de vida de la lámpara:

$$Q_s = \frac{\sqrt{\left( \frac{4V_{dc}}{\pi\sqrt{2}V_{lamp1}} \right)^2 \cdot \cos^2(1-D_T) \frac{\pi}{2} - \left( \frac{C_p}{C_s} \right)^2}}{\sqrt{\frac{C_s}{C_p}} - \sqrt{\frac{C_p}{C_s}}} \quad (24)$$

Una vez obtenido el factor de calidad serie y el ciclo de trabajo, el resto de las variables se obtienen de las ecuaciones vistas en esta sección.

#### *Secuencia de encendido de la lámpara*

Para el encendido de la lámpara es necesario trabajar a una frecuencia donde el circuito presente suficiente ganancia de tensión. Para la frecuencia  $\omega_p$ , teniendo en cuenta que en el momento del encendido el factor de calidad de resonancia serie es muy pequeño, tendremos que la tensión aplicada a la lámpara queda definida por la relación que existe entre los valores de los condensadores y la tensión de alimentación según la expresión (25):

$$|\hat{V}_{lamp}|_{\omega=\omega_p} = \frac{4V_{dc}}{\pi} \cdot \frac{C_s}{C_p} \quad (25)$$

Esta ganancia también se produce en la frecuencia imagen de  $\omega_p$ :

$$\omega_p^* = 2\omega_r - \omega_p \quad (26)$$

Como  $\omega_p^* > \omega_r$ , el modo de conmutación en los transistores del inversor será el modo de conmutación a tensión cero (ZVS), el cual es preferible mantener en todo momento. Por las dos características anteriores, la frecuencia  $\omega_p^*$  será elegida como frecuencia de encendido.

El estudio del transitorio de encendido se inicia con la situación de lámpara apagada, asumiendo un valor de  $Q_p=5$ . La relación de condensadores es  $C_s/C_p=3$ . La secuencia de encendido suave consiste en lo siguiente: Al conectarse la alimentación del balasto, el oscilador de encendido establece una frecuencia de conmutación de baja ganancia, superior a la frecuencia de encendido  $\omega_p^*$ . A continuación la frecuencia se aproxima a una velocidad controlada hasta las inmediaciones de la frecuencia  $\omega_p^*$ , dando lugar a un incremento gradual de la ganancia del inversor hasta el valor definido por la relación de condensadores. Una vez alcanzada la frecuencia  $\omega_p^*$  se asume que se ha producido el encendido de la lámpara y la frecuencia de oscilación conmuta directamente al valor de operación de estado estable en el entorno de  $\omega_p$  evitándose el paso por la frecuencia de máxima ganancia  $\omega_r$ . Este sistema consigue una reducción de

aproximadamente el 50 % en la tensión aplicada a la lámpara y de un 40 % en la corriente de entrada al circuito resonante.

### Resultados experimentales

La lámpara seleccionada para el caso de esta nota de aplicación es la SHP 250W de Sylvania. Experimentalmente se determinaron las siguientes características eléctricas para la misma trabajando a 100kHz.  $V_{lamp1}=98,16V_{rms}$ ,  $I_{lamp}=2,63A_{rms}$ ,  $R_{lamp1}=37,32\Omega$ . Como dato para evaluar el envejecimiento se cuenta con que la lámpara incrementa su tensión de funcionamiento, 2V por cada 1000 horas de operación, durante un tiempo de vida esperado de 20000 horas [4]. La tensión de alimentación del inversor  $V_{dc}$  es de 300V continua. La frecuencia de operación de estado estable a máxima potencia fue seleccionada como  $\omega_p=2\pi(100kHz)$ . En este valor de frecuencia, no se observa el fenómeno de resonancia acústica [2]. La relación de condensadores fue fijada en  $C_s/C_p=3$ .

Con la ecuación (23) se calcula, tras un proceso iterativo, el valor del ciclo útil de trabajo  $D_T=0,47$ . Con la ecuación (24) se calcula el valor del factor de calidad serie obteniendo  $Q_s=1,577$ . Utilizando la ecuación (9) obtenemos el valor del factor de calidad paralelo  $Q_p=0,365$ . Los valores de las impedancias características serie y paralelo se obtienen de (3) y (6) y son  $Z_s=58,874\Omega$  y  $Z_p=102,24\Omega$ . Finalmente obtenemos de (2) y (5) los valores de las componentes reactivas del circuito resonante siendo:  $L=162\mu H$ ,  $C_s=46,7nF$  y  $C_p=15,56nF$ .

El valor máximo de la corriente de entrada al circuito resonante en estado estable a máxima potencia es, utilizando (15)  $I_{in}=3,96A$ , con una fase (17) de  $\phi_i=-59,51^\circ$ .

La potencia absorbida por el circuito resonante calculada (20) fue  $P_A=266W$  para un índice de transferencia de potencia (22) a la lámpara  $T=0,93$ . Este resultado es importante porque verifica que, aunque trabajamos con un ciclo de trabajo mayor que  $D_{min}$ , la transferencia de potencia a la lámpara está próxima a su valor ideal de  $T=1$ . En la forma de onda de la figura 6 es posible notar que la potencia devuelta a la fuente es mínima y que el  $D_T=0.473$  correspondiéndose con el calculado.

El circuito que establece los valores de D y la frecuencia de conmutación es un dispositivo integrado digital del tipo matriz de puertas programable FPGA.

### Enunciado de las figuras

Figura 1.- Muestra un diagrama de bloques del sistema de arranque suave y optimización de la transferencia de energía para lámparas de descarga, objeto de la invención. Las funciones de arranque suave y cálculo de los parámetros de conmutación están integradas en el circuito microelectrónico digital. Mediante un temporizador se selecciona el modo de arranque o el de régimen permanente tras el encendido y mediante un selector externo, cuyo accionamiento puede ser manual o automático, se indica el nivel de luminosidad deseado.

Figura 2.- Ejemplos de circuitos donde se ha comprobado el sistema de control objeto de la invención. Se muestran topologías inversoras a) y b) puente completo y c) medio puente y circuitos resonantes a) y c) LC y b) LCC.

Figura 3.- Función de transferencia para un determinado circuito resonante donde se muestra la variación de la ganancia en tensión,  $V_{lamp}/V_{AB1}$ , en función de la frecuencia de la tensión de entrada,  $\omega$ , para diferentes valores de la resistencia equivalente de la lámpara indicados por el factor de calidad en paralelo,  $Q_p$ , del circuito resonante con la lámpara conectada. Los valores más elevados de  $Q_p$  corresponden a la situación de lámpara apagada.

Figura 4.- Muestra las formas de onda teóricas que corresponden a la tensión de salida del inversor (forma cuadrada), el primer armónico de esa tensión, la intensidad a través del circuito resonante y la potencia instantánea a la entrada del circuito resonante. La existencia de una zona en la que la intensidad tiene distinto signo que la tensión (denotada en la figura como Pr) produce un efecto positivo como es la conmutación a tensión cero y un efecto negativo que es la existencia de potencia reactiva en el circuito resonante. El sistema objeto de la invención minimiza Pr sin eliminarlo totalmente, mediante el ajuste de los valores de ciclo de trabajo D, frecuencia de conmutación y tensión de alimentación Vdc del inversor.

Figura 5.- Efecto de arranque suave observado al aplicar el sistema objeto de la invención para lámparas de 70 W y 250W. En las figuras se observan los valores de tensión en las lámparas y la intensidad en el circuito resonante.



Figura 6.- Resultado de aplicar el sistema de control objeto de la invención que minimiza la potencia reactiva, manteniendo la conmutación a tensión cero, para diferentes niveles de potencia entregada a la lámpara. En las figuras se muestran las formas de onda experimentales que corresponden a las formas de onda teóricas de la figura 3 para dos niveles de potencia en una lámpara de sodio de alta presión de 150W.

5

10

15

20

25

30

35

40

45

50

55

60

## REIVINDICACIONES

1. Sistema electrónico de arranque suave y de optimización de la transferencia de energía para lámparas de descarga; que es aplicable al control de inversores resonantes que actúan como balastos electrónicos y que aprovechan la ganancia en tensión de circuito resonante cuando la lámpara está apagada para conseguir la sobretensión que ioniza el gas de la lámpara iniciándose así el encendido. El sistema se **caracteriza** por mantener el mismo circuito de potencia para el arranque de la lámpara y para su control en régimen permanente de encendido así como por mantener mínimo el nivel de potencia reactiva en el circuito resonante transfiriendo diferentes niveles de energía a la lámpara que permiten obtener diferentes niveles de luminosidad. El control que optimiza la transferencia de energía a la lámpara no requiere de sensor de intensidad ni de un sistema de realimentación de variables eléctricas.

2. Sistema electrónico de arranque suave y de optimización de la transferencia de energía para lámparas de descarga; según reivindicación primera, que en todo o en parte está **caracterizado** por el arranque suave, que se define como el modo de establecer la frecuencia de conmutación de los dispositivos de potencia de forma que, partiendo de una frecuencia superior a la de encendido, esta frecuencia se reduce paulatinamente acercándose al valor de frecuencia donde se obtiene la ganancia en tensión suficiente para encender la lámpara. Posteriormente, tras un tiempo controlado por un temporizador o por sistema automático de jerarquía superior, se establece la frecuencia de operación nominal en régimen permanente de encendido.

3. Sistema electrónico de arranque suave y de optimización de la transferencia de energía para lámparas de descarga; según reivindicaciones anteriores, que en todo o en parte está **caracterizado** por el sistema de optimización de la transferencia de energía a la lámpara que se consigue almacenando, a priori, una tabla que relaciona al menos dos entre los tres valores de 1) frecuencia de conmutación de los dispositivos de potencia del inversor (convertidor cc/ca), 2) tiempo de conmutación de los dispositivos de potencia del inversor y 3) control de la tensión de salida de la fuente de continua, para cada punto posible de operación que selecciona un nivel de luz de la lámpara. Cada punto de operación se selecciona, una vez que se ha garantizado la finalización del proceso de arranque, mediante una señal o señales de selección que son susceptibles de ser generadas de modo manual o bien por un sistema automático que haga, al sistema objeto de la invención, depender de un control de nivel de jerarquía superior.

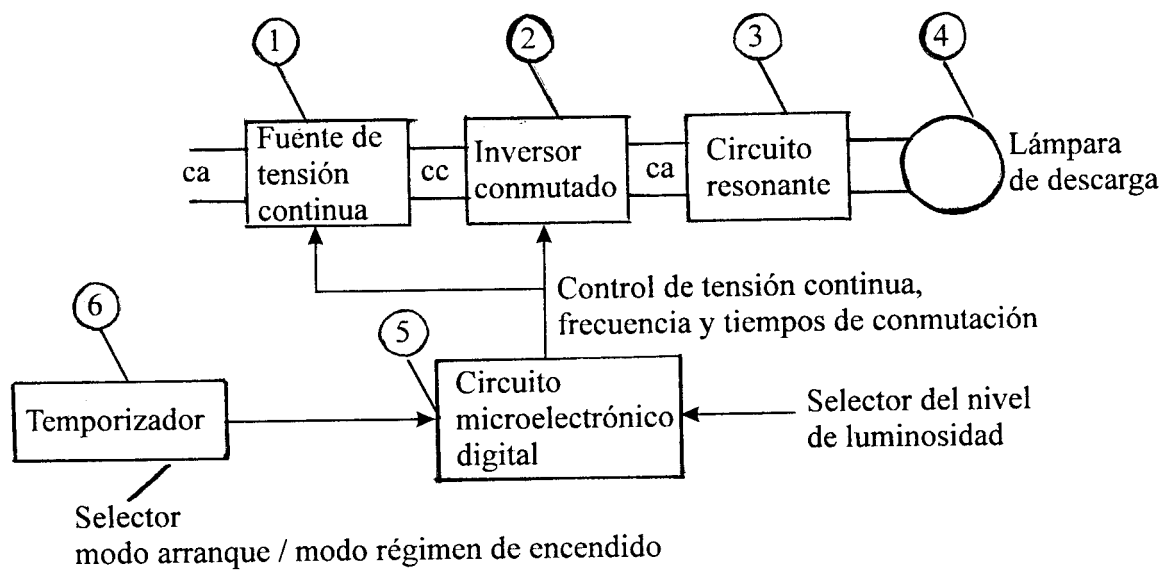
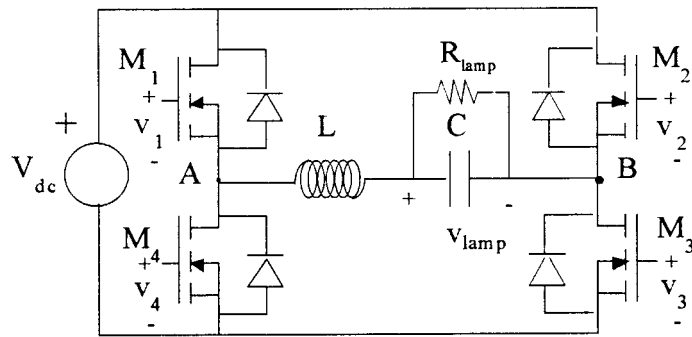
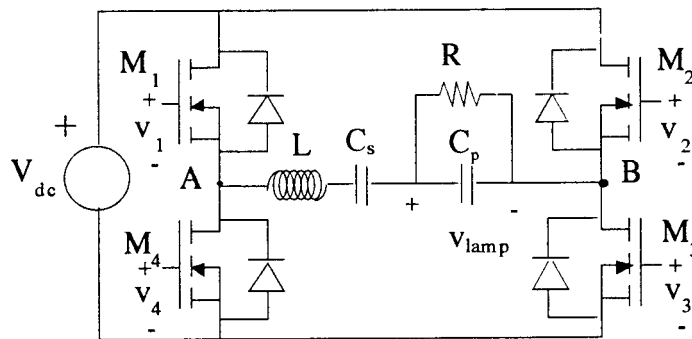


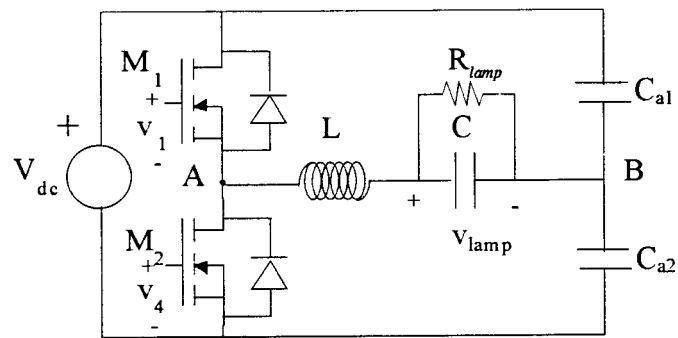
Figura. 1



(a)



(b)



(c)

Figura. 2

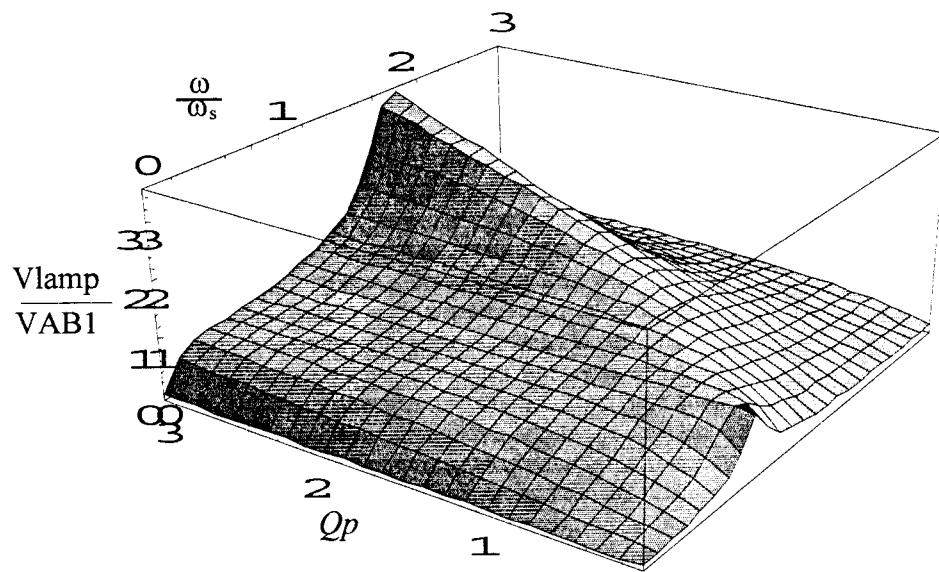


Figura. 3

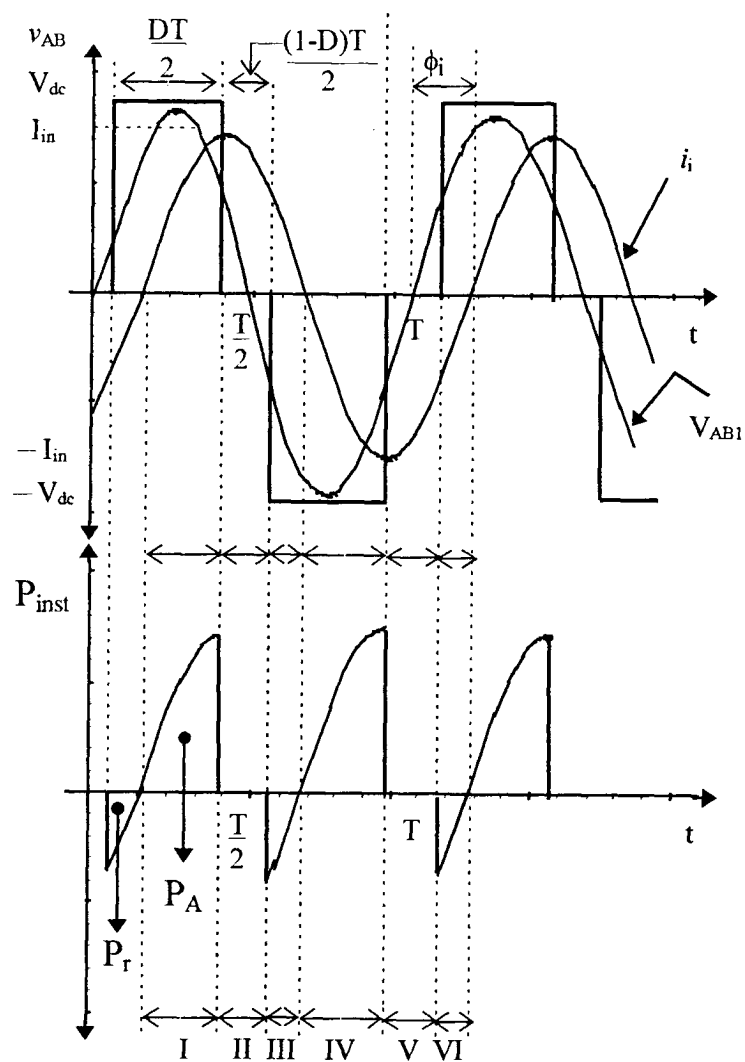


Figura.4

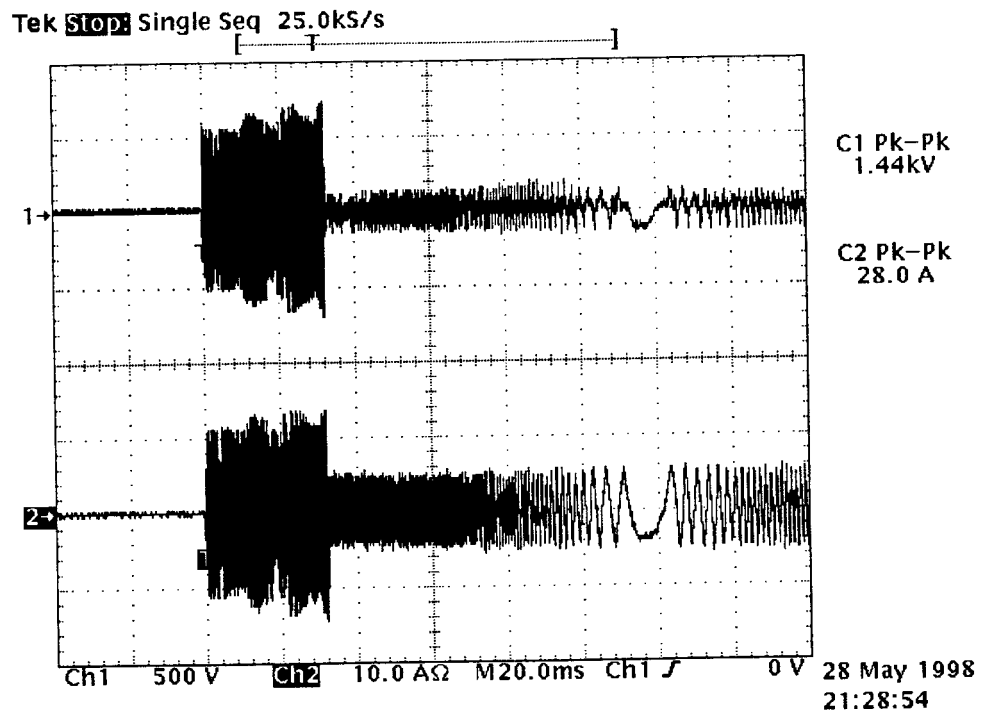
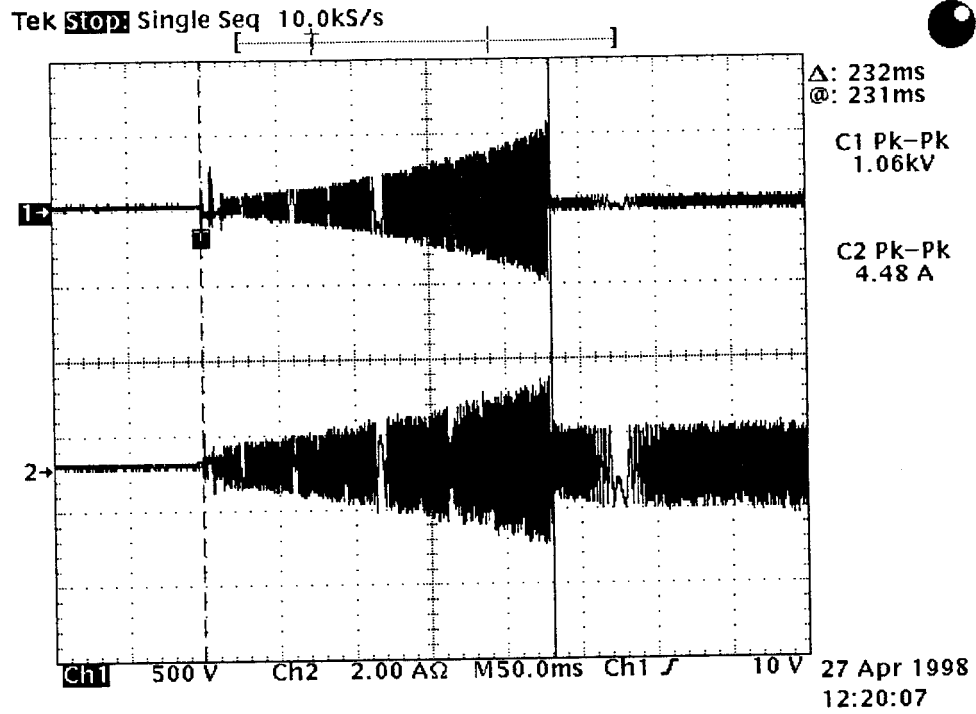


Figura.5

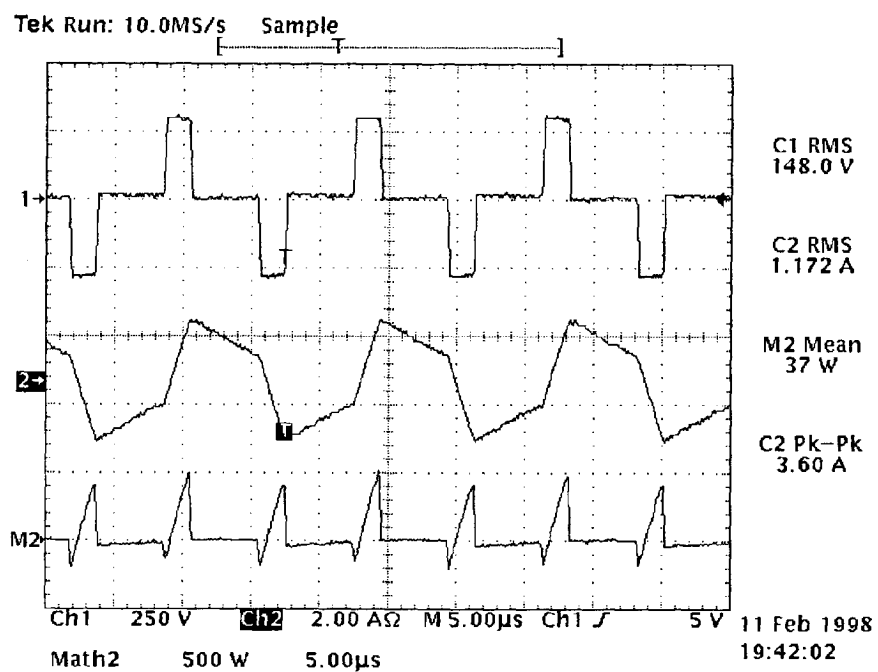
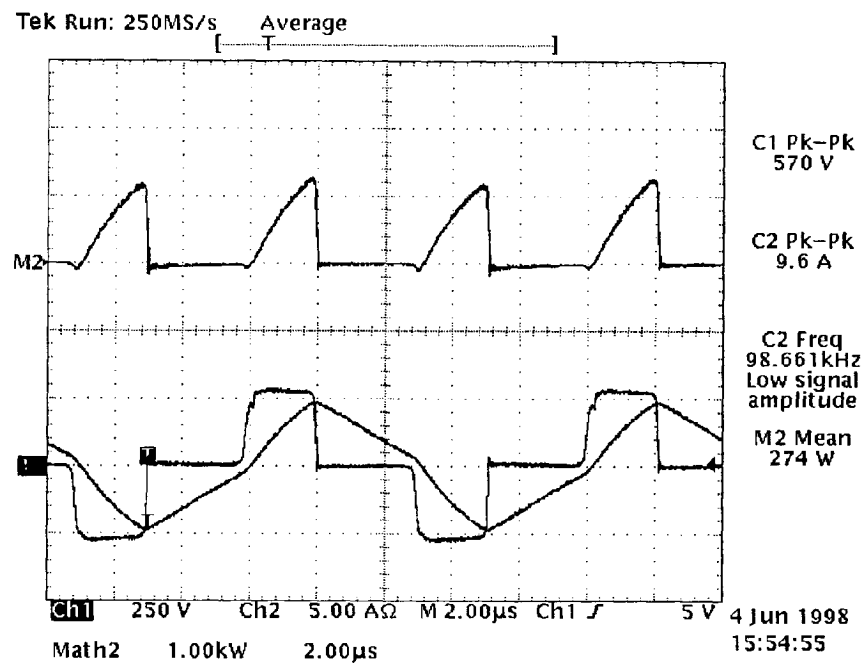


Figura. 6





OFICINA ESPAÑOLA  
DE PATENTES Y MARCAS  
ESPAÑA

- ⑪ ES 2 153 314  
⑫ N.º solicitud: 009900367  
⑬ Fecha de presentación de la solicitud: 17.02.1999  
⑭ Fecha de prioridad:

## INFORME SOBRE EL ESTADO DE LA TECNICA

⑮ Int. Cl.<sup>7</sup>: H05B 41/288, 41/36

### DOCUMENTOS RELEVANTES

Categoría	Documentos citados	Reivindicaciones afectadas
X A	EP 0893943 A1 (F. VERDEYEN N.V.) 27.01.1999, todo el documento.	1 2,3
Y A	US 5365151 A (SPIEGEL et al.) 15.11.1994, todo el documento.	1,3 2
Y A	EP 0413991 A1 (TOSHIBA LIGHTING & TECHNOLOGY CORP.) 27.02.1991, todo el documento.	1,3 2

#### Categoría de los documentos citados

X: de particular relevancia

Y: de particular relevancia combinado con otro/s de la misma categoría

A: refleja el estado de la técnica

O: referido a divulgación no escrita

P: publicado entre la fecha de prioridad y la de presentación de la solicitud

E: documento anterior, pero publicado después de la fecha de presentación de la solicitud

#### El presente informe ha sido realizado

☒ para todas las reivindicaciones

☐ para las reivindicaciones n.º:

Fecha de realización del informe

08.01.2001

Examinador

J. Botella Maldonado

Página

1/1